

동기식 HSDPA 시스템의 그룹단위 반복 다중경로 간섭제거 알고리즘의 오류율 성능해석

BER Performance Analysis of Groupwise Iterative-Multipath Interference Cancellation(GWI-MPIC) Algorithm for Coherent HSDPA System

구 제 길

Je-Gil Koo

요 약

논문은 W-CDMA 시스템의 동기식 고속 다운링크 패킷접속(HSDPA: high-speed downlink packet access) 시스템에서 다중경로 간섭성분 제거를 위한 그룹단위 반복 다중경로 간섭제거(GWI-MPIC: groupwise iterative-multipath interference cancellation) 알고리즘을 적용하여 오류율 성능을 유도하고 수치해석으로 성능을 분석한 것이다. GWI-MPIC 알고리즘은 다중경로 직렬간섭제거(SIC: successive interference cancellation) 알고리즘 성능과 비교하였다. 성능분석에 따르면, 간섭제거 가중인자(β_k)에 따른 성능이 ' $\beta_k=0.8$ '에서 최적 평균 BER 성능을 얻었으며, 그 결과를 다른 성능분석에 적용하였다. 다중경로수 ' $L=6$ '에서 오류율 성능이 급격히 저하되었으나 경로수가 증가할수록 직렬간섭제거(SIC) 알고리즘 성능보다 우수함을 알 수 있었다. 다중코드 ' $K=8$ ' 이상에서는 다중경로수에 비례한 간섭전력의 증가로 성능 저하가 두드러졌다. 그리고 확산이득 'PG=128'인 경우 다중경로수 ' $L=2$ '와 평균 BER = 1.0×10^{-5} 에서 직렬간섭제거 알고리즘 성능보다 3 dB 정도 우수한 결과를 얻었다. 또한 다중경로 페이딩 채널이득이 선형단조감소한 경우, 뒤에 도달한 다중경로의 페이딩 채널이득이 적게 되어 일정이득('1') 변화 성능보다 우수한 결과를 나타냈다.

Abstract

This paper derives the exact expression of bit error rate(BER) performance for groupwise iterative-multipath interference cancellation(GWI-MPIC) algorithm for cancelling multipath interference components in a coherent high-speed downlink packet access(HSDPA) system of W-CDMA downlink and the BER performance is evaluated by numerical analysis. The performance of GWI-MPIC is compared to the successive interference cancellation(SIC) algorithm for multipath components. From numerical results, the optimal average BER performance of weighting factor β_k for interference cancellation is obtained at ' $\beta_k=0.8$ ' and then this weighting factor is hereafter applied to other performance analysis. Numerical results showed that the average BER performance of GWI-MPIC algorithm is rapidly degraded at multipath $L=6$, but is revealed the good performance than that of SIC algorithm in terms of increasing the number of multipath. This results also indicated that the average BER performance is greatly degraded due to increasing interference power more than multicode $K=8$. The average BER performance of the proposed algorithm is superior to the performance of SIC algorithm about 3 dB for processing gain PG=128 at multipath $L=2$ and Average BER= 1.0×10^{-5} . And also, the results produced good performance in case of linear monotonic reduction of multipath fading channel gain than that of constant channel gain variation, because multipath fading channel gain which is arrived later is small.

Key words : Multipath Interference Cancellation, Groupwise Iterative Cancellation, HSDPA, W-CDMA

· 용인송담대학 디지털전자정보과(Department of Electronics & Information, Yong-In Songdam College)

· 논문 번호 : 20031001-135

· 수정완료일자 : 2003년 12월 5일

I. 서 론

IMT-2000 시스템에서는 급증하는 다운링크(downlink) 트래픽을 처리하기 위해 고속 패킷전송 기술인 고속 다운링크 패킷접속(HSDPA: high-speed downlink packet access)을 규격화하였다^[1]. HSDPA 시스템은 고속 패킷데이터의 고품질 서비스를 제공하기 위한 다중코드(MC: multicode) 전송방식과 높은 대역폭 효율을 갖는 다중레벨 변조방식인 QAM (quadrature amplitude modulation)을 적용하였다. 그런데 주파수 선택성 페이딩 채널에서 다중코드 방식의 W-CDMA 다운링크 성능은 파일럿 채널과 다중코드 데이터 채널의 다중경로 간섭(multipath interference)에 의해서 매우 심하게 저하된다. 이러한 다중경로 간섭을 제거하기 위해서는 채널의 신호크기와 위상 등의 채널변수를 필요로 한다. 고속 무선 데이터 전송을 위한 QAM 방식이 QPSK나 BPSK에 비해 신호크기와 위상변동에 더욱 민감하기 때문에 다중경로 채널정보를 얻기 위한 채널추정(channel estimation) 기술이 매우 중요하게 된다.

일반적인 다중코드 시스템에 대한 다중경로 성능 해석 연구^{[3]-[5]}가 다수 이루어졌다. 다중경로 간섭제거(MPIC: multipath interference cancellation) 연구를 보면, 직렬 다중경로 간섭제거(successive multipath noise canceller) 알고리즘을 병렬간섭제거기의 전, 후단에 추가한 구조를 제안하고 시뮬레이션을 통한 성능연구^[6]와 기본적인 송신기 구조를 적용하여 직렬 간섭제거(SIC: successive interference cancellation) 알고리즘을 이용한 다중 사용자의 다중경로 간섭제거 연구가 수행되었다^[7].

한편, J. Wang 등^[8]은 W-CDMA의 업링크(uplink)에서 다중코드의 다중경로 간섭제거를 위한 병렬간섭제거(PIC: parallel interference cancellation) 알고리즘을 적용하여 복소신호 해석을 통해 성능을 분석하였다. M. Sawahashi 등^[9]은 W-CDMA 다운링크의 다중경로 간섭을 제거하기 위해 다단 부분 병렬간섭제거 알고리즘을 적용한 성능을 시뮬레이션에 의해 평가하였다. 또한 HSDPA 수신기에 등화 병렬간섭제거(EPIC: equalized parallel interference cancellation) 알고리즘을 적용한 연구가 이루어졌다^[10]. 또한 F.

Wijk 등^[11]의 그룹단위 직렬간섭제거 연구와 T. Okabe 등^[12]의 반복 병렬구조의 다중 사용자 간섭제거 연구가 수행되었다.

3GPP의 HSDPA 규격을 적용한 연구^[9]는 기존의 병렬간섭제거 알고리즘을 이용하여 기본적인 시스템 모델링을 통해 시뮬레이션으로 성능을 평가하였다. 따라서 본 논문에서는 3GPP 규격의 동기식 W-CDMA 다중코드 시스템의 다운링크에서 그룹단위 반복 다중경로 간섭제거 알고리즘을 적용한 비트 오류율(BER: bit error rate) 성능을 수식으로 유도하고 해석하였다. 그리고 이 결과를 직렬간섭제거 알고리즘 성능과 비교하여 성능의 우수성을 확인하였다.

논문의 구성은 I장의 서론에 이어서, II장에서는 다중경로 간섭제거를 위한 시스템 모델을 제시하였다. III장에서는 다중경로의 그룹단위 반복 다중경로 간섭제거 알고리즘에 의한 HSDPA 시스템의 오류율 성능을 해석하였다. IV장에서는 III장에서 해석한 간섭제거에 의한 오류율 성능을 직렬간섭제거 알고리즘 성능과 비교하였다. 마지막으로 V장에서는 제안 알고리즘의 성능비교를 통해 결론을 맺었다.

II. 시스템 모델

2-1 송신기 모델

논문의 송신기 모델은 단위 셀에서 W-CDMA의 HSDPA 규격^[2]과 같다. 송신기는 한 명의 사용자가 K개의 HS-PDSCH(High Speed-Physical Downlink Shared CHannel) 데이터를 전송한다고 가정한다. HS-PDSCH 데이터는 직, 병렬로 변환한 다음, 데이터 변조기(data modulator)를 통해 $d_k^i(t) (= \sum_{m=-\infty}^{\infty} d_k^i(m) \delta(t-mT_1))$, $d_k^q(t)$ 와 같은 QPSK 데이터로 변환되며, 다시 채널코드(channelization code) $c_k^d(t) (= \sum_{n=0}^{M-1} c_{k,n}^d \delta(t-nT_c))$ 로 확산시켜 I와 Q-채널 확산 데이터로 나눈 복소 합에 가중인자(weight factor) G_D 를 곱한다. 그리고 공통 파일럿 채널(CPICH: Common Pilot CHannel) 데이터도 동일한 방법으로 직·병렬 변환 후, 변환 데이터 $p^i(t) (= \sum_{i=-\infty}^{\infty} p^i \delta(t-iT_2))$ 와 $p^q(t)$ 를 채널코드 $c_p^d(t) (= \sum_{n=0}^{N_c-1} c_{p,n}^d \delta(t-nT_c))$ 로 확산시켜 가중인자 G_p 를 곱한다. 확산된 데이터와

파일럿 채널을 복소 스크램블링 코드 $c_s(t) = c_s^I(t) + j c_s^Q(t)$, $c_s^{I/Q}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_{s,n}^{I/Q} p(t - nT_c)$ 로 확산시켜 펄스정형 필터를 거쳐 변조된 최종 송신신호 $s(t)$ 를 발생한다.

펄스정형 필터의 임펄스 응답 $p(t)$ 는 칩(chip)주기 T_c , 비트주기 T_1 과 T_2 구간동안 단위 직각 펄스로 가정한다. $d_k^{I/Q}(t)$ 는 비트주기 T_1 를 갖는 k -번째 다중코드의 I-채널과 Q-채널 HS-PDSCH 데이터 신호열을 나타내고, $p^{I/Q}(t)$ 는 비트주기 T_2 를 갖는 I-채널 및 Q-채널 CPICH 파일럿 신호열을 나타낸다. 또한 K 개의 다중코드에 대한 채널코드의 확산이득 (processing gain)은 $N_1 (= T_1/T_c)$ 이고, 파일럿 채널을 위한 채널코드의 확산이득은 $N_2 (= T_2/T_c)$ 이다.

2-2 채널 및 수신기 모델

K 개의 다중코드 신호와 하나의 파일럿 채널 신호가 합성된 송신신호는 페이딩 채널환경에서 서로 다른 지연을 갖는 L 개의 다중경로를 통해 수신기에 입력된다고 가정한다. 그리고 수신되는 l -번째 경로의 송·수신기간 페이딩 채널의 저역통과 등가 임펄스 응답을 식 (1)과 같이 정의한다.

$$h_l(t) = \sum_{\tau} \alpha_l \delta(t - \tau) e^{j\theta_l} \quad (1)$$

여기서 $\delta(\cdot)$ 는 Dirac 임펄스 함수를 나타낸다. α_l 는 l -번째 경로이득을 나타내며, 평균 경로전력이 $E[(\alpha_l)^2] = 2\rho$ 인 레일레이 확률분포로 가정한다. l -번째 경로위상 θ_l 은 $[0, 2\pi)$ 에서 균일분포를 가진다고 가정한다. 그리고 τ_l 는 l -번째 경로에 대한 비동기 전송지연을 나타내며, $[0, T)$ 사이에서 균일분포를 가진다고 가정한다.

식 (1)과 같은 채널을 통해 입력된 수신신호 $r(t)$ 는 L 개의 다중경로를 통한 경로지연 및 위상이동에 의한 신호의 조합형태를 갖는다. 수신신호는 식 (2)와 같이 I와 Q-채널에 따라 기저 대역으로 다운 변환되고 저역통과 필터를 통과한 다음, 정합필터를 거쳐 이상적인 칩 주기로 샘플링된다.

$$d_{i,k}^I = [\sum_{\tau} \sum_{k=1}^K \alpha_l G_D \{ d_k^I(t - \tau) c_k^d(t - \tau) c_s^I(t - \tau) - d_k^Q(t - \tau) c_k^d(t - \tau) c_s^Q(t - \tau) \}$$

$$+ \sum_{\tau} \alpha_l G_P \{ p^I(t - \tau) c_0^p(t - \tau) c_s^I(t - \tau) - p^Q(t - \tau) c_0^p(t - \tau) c_s^Q(t - \tau) \}] \times \cos \phi_l / 2$$

$$+ [\sum_{\tau} \sum_{k=1}^K \alpha_l G_D \{ d_k^Q(t - \tau) c_k^d(t - \tau) c_s^I(t - \tau) + d_k^I(t - \tau) c_k^d(t - \tau) c_s^Q(t - \tau) \}$$

$$+ \sum_{\tau} \alpha_l G_P \{ p^Q(t - \tau) c_0^p(t - \tau) c_s^I(t - \tau) + p^I(t - \tau) c_0^p(t - \tau) c_s^Q(t - \tau) \}]$$

$$\times \sin \phi_l / 2 + n_c(t) / 2 \quad (2)$$

식 (2)의 샘플링 신호 $d_{i,k}^I$ 에서 위 첨자는 I-채널을 의미하고, 아래첨자 l 과 k 는 각각 l -번째 경로와 k -번째 다중코드를 나타낸다. 그리고 $\phi_l = \theta_l - \omega_c \tau_l$ 는 l -번째 경로의 순수 위상 오프셋을 나타내며, $[0, 2\pi)$ 에서 균일분포를 가진다고 가정한다. $n_c(t)$ 는 양측 (two-sided) 스펙트럼 밀도가 $N_0/2$ 이고 '제로' 평균을 갖는 부가 백색 가우시안 채널 잡음(AWGN) $n(t) (= n_c(t) + j n_s(t))$ 에서 직교 가우시안 잡음 프로세스를 나타낸다.

III. 그룹단위 반복 다중경로 간섭제거 (GWI-MPIC) 알고리즘 성능해석

3-1 GWI-MPIC 알고리즘

다중경로 간섭신호 제거를 위한 그룹단위 반복 다중경로 간섭제거(GWI-MPIC: groupwise iterative-multipath interference cancellation) 알고리즘은 그림 1과 같이 한 명의 사용자 신호에 대한 전체 다중경로 신호를 시스템이 처리 가능한 p 개의 경로로 구성된 n 개의 '그룹'으로 나누고, 각 그룹 내에서 간섭제거를 반복적으로 수행하여 다중경로 신호를 검출한 다음, 다시 재 확산시켜 나머지 수신신호에서 검출한 다중경로 신호를 제거하는 방식이다. 일반적인 그룹단위 직렬간섭제거 알고리즘^[11]은 그룹 내의 다중경로간의 간섭제거가 이루어지지 않으므로 그룹을 크게 할수록 성능이 저하되고, 상대적으로 큰 전력을 갖는 다중경로 신호 검출시 오류율이 커지는 문제점들을 갖고 있다. GWI-MPIC 알고리즘은 이러한 문제점들을 개선할 수 있다.

먼저, 다중경로 신호전력이 가장 큰 신호부터 내

림차순으로 정렬되어 있다고 가정한다. 따라서 가장 큰 신호인 첫 번째 다중경로 신호부터 신호를 검출하고 간섭을 제거하여(L-1)-번째 다중경로 신호까지 수행한다. GWI-MPIC 알고리즘은 그룹내의 모든 다중경로에 대해 간섭제거가 이루어지므로 그룹 내에서 다중경로 신호간의 전력순서가 성능에 절대적인 영향을 미치지 않는다.

그림 1은 동기복조 방식의 그룹단위 반복 다중경로 간섭제거기 전체 블록도를 나타낸다. 논문의 간섭제거기 구조는 수신신호 $r(t)$ 의 I와 Q-채널의 다운 변환부, 저역통과 필터부, 정합필터 및 칩주기의 샘플링부로 구성된 전처리부(preprocessing), 그리고 다중경로 신호의 역확산에 의한 그룹단위 반복 다중경로 간섭제거 알고리즘부로 구성된다.

먼저, 그림 1의 전처리부에서 얻은 샘플링 신호 $d_{i,k}^{I,Q}$ 를 그룹단위 반복 다중경로 간섭제거 알고리즘부에 입력한다. 그림 2는 그룹단위 반복 다중경로 간섭제거 알고리즘부의 구성도이며, 4개의 다중경로를 하나의 그룹으로 구성한 첫 번째 그룹을 나타낸다. 각 그룹은 다중경로 간섭제거를 위해 반복 병렬 구조를 갖는 여러 개의 간섭신호 제거단(stage $k=0 \sim 3$: 그림 2)과 간섭신호 제거 후의 데이터 복원을 위한 데이터 결정 유니트(DDU: data decision unit)로 구성된다. 그리고 각 간섭신호 제거단은 데이터 신호 검출 및 간섭신호 재생 유니트(SD_IRU: signal detection and interference replica unit)와 간섭신호 제거부로 나뉜다. 각 그룹에서 간섭신호 제거단은 다

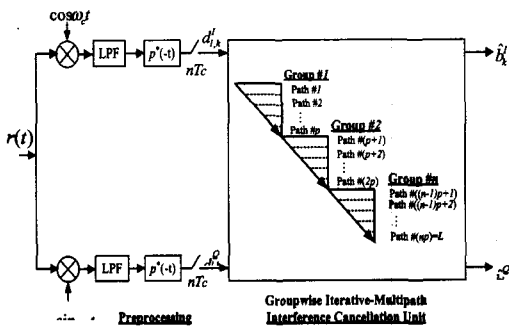


그림 1. 동기복조 방식의 그룹단위 반복 다중경로 간섭제거기 전체 블록도

Fig. 1. Block diagram of groupwise iterative-multipath interference canceller for multipath signals of coherent detection.

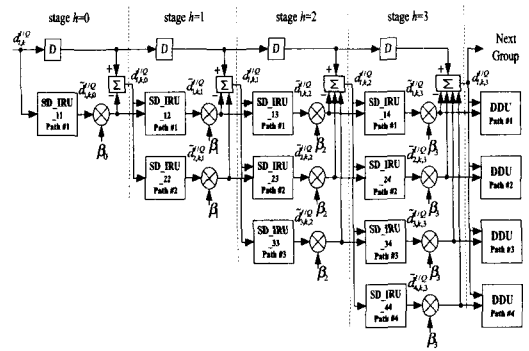


그림 2. 그룹단위 반복 다중경로 간섭제거(GWI-MPIC) 알고리즘 블록도

Fig. 2. Block diagram of GWI-MPIC algorithm.

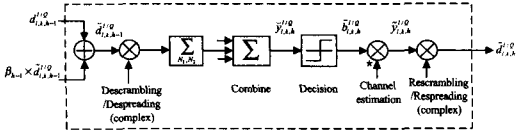
중경로수 만큼 반복 구성되며, 간섭신호 제거단에서 SD_IRU는 간섭신호 제거단에 따라 증가하여 마지막 제거단에서는 다중경로수의 SD_IRU를 갖는다.

그림 2와 같이 첫 번째 간섭신호 제거단(stage $k=0$)은 하나의 SD_IRU_11로 구성된다. SD_IRU_11은 샘플링 수신신호 $d_{i,k}^{I,Q}$ 로부터 디스크램블링과 채널 코드의 역확산을 통해 파일럿 신호와 데이터 신호를 복원하고, 복원신호를 다시 재확산하여 역확산 이전 신호를 재생한다. 그리고 간섭제거 가중인자(weighting factor: β_k ($0 < \beta_k \leq 1$))에 비례한 재생신호를 간섭신호 제거부와 두 번째 간섭신호 제거단(stage $k=1$)에 입력한다. 간섭신호 제거부에서는 수신신호 $d_{i,k}^{I,Q}$ 에서 간섭제거 가중인자(β_k)에 비례한 재확산 신호를 제거하고 두 번째 간섭신호 제거단(stage $k=1$)에 입력한다.

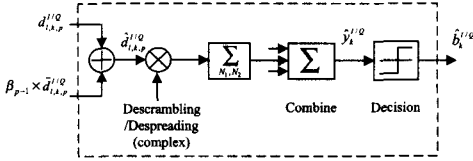
두 번째 간섭신호 제거단의 SD_IRU_12는 간섭제거를 위해 첫 번째 간섭신호 제거단의 재확산 신호를 받아 첫 번째 다중경로의 간섭신호가 제거된 신호와 합해서 데이터를 복원한 다음, 역확산을 거쳐 재생한다. SD_IRU_22는 전 단의 간섭제거 신호만을 받아서 SD_IRU_12와 동일한 기능을 수행한다. 위와 같은 두 개의 재생신호를 간섭신호 제거부와 다음 간섭신호 제거단(stage $k=2$)로 보낸다.

이상과 같이 그룹의 경로수 만큼의 간섭신호 제거가 반복적으로 이루어진다. 그리고 다음 그룹에서는 전 그룹에서 제거되고 남은 신호를 전체 수신신호로 하여 간섭제거를 반복적으로 수행한다.

그림 3의 (a)와 (b)는 그림 2의 l -번째 경로의 h -번



(a) l -번째 경로, h -번째 제거단의 SD_IRU 상세블록도
 (a) Detailed block diagram of SD_IRU for the l -th path and h -th stage



(b) DDU 상세 블록도
 (b) Detailed block diagram of DDU

그림 3. GWI-MPIC 알고리즘 상세 블록도
 Fig. 3. Detailed Block diagram of GWI-MPIC algorithm.

제 간섭신호 제거단에서의 SD_IRU와 DDU의 상세 블록도를 나타낸다. 그림 2의 SD_IRU_11에 입력된 $d_{l,k}^{I/Q}$ 는 그림 3의 (a)에서와 같이 스크램블링 코드 $c_s^{I/Q}(t)$ 를 이용하여 I와 Q-채널 각 신호에 대해 디스크램블링을 수행한다.

그리고 파일럿 채널코드 $c_p^I(t)$ 로 다시 역확산시켜 N_2 칩만큼 더하여 CPICH 파일럿 채널신호 $y_{1,k}^{PI/Q}$ 를 구한다. 동일한 방법으로 HS-PDSCH 데이터 채널신호는 채널코드 $c_k^Q(t)$ 로 역확산시켜 N_1 칩만큼 더하여 $y_{1,k}^{DI/Q}$ 를 구한다. 이와 같은 역확산 파일럿과 데이터 신호는 각 다중경로 신호에 대해 레이크 결합기(Rake combiner)에서 합성되어 경판정(hard decision)에 의해 최종 신호를 판정한다.

이상과 같은 데이터 복원결과를 이용하여 다중경로 신호간의 간섭성분을 제거한다. 그림 3의 (a)와 같이 l -번째 경로의 h -번째 간섭신호 제거단에서 복원 데이터 $\hat{d}_{l,k,h}^{I/Q}$ 에 채널을 보상한 신호 $\tilde{y}_{l,k,h}^{I/Q}$ 를 구하고, 다시 스크램블링 코드 $c_s^{I/Q}(t)$ 와 채널코드 $c_p^I(t)$ 또는 $c_k^Q(t)$ 를 이용하여 재확산 신호 $\tilde{d}_{l,k,h}^{I/Q}$ 를 구한다. 이렇게 구한 재확산 신호를 β_h 에 따라 각 간섭신호 제거단에서 그룹의 수신신호로부터 제거하며, 간섭신호 제거단에 따라 다중경로수를 증가하면서 반복적으로 수행한다. 그리고 마지막 간섭신호 제거단에서는 간섭신호가 제거된 하나의 경로성분만이 남게 되고 그림 3의 (b)의 DDU에 입력된다.

각 DDU에서는 디스크램블링과 역확산을 통해 최종 데이터 $\hat{d}_{l,k,h}^{I/Q}$ 결정하며, SD_IRU의 데이터 결정까지의 기능과 동일하다.

3-2 GWI-MPIC 알고리즘 성능해석

제안 알고리즘의 다중경로 간섭신호 제거성능 해석을 위해 다중경로 오류율 성능을 유도한다. 먼저, 첫 번째 간섭신호 제거단(stage $h=0$)의 SD_IRU_11에 입력된 수신신호 $d_{l,k}^{I/Q}$ 에서 첫 번째 다중경로 신호를 디스크램블링과 역확산을 통해 복원한다. 복원된 첫 번째 다중경로 신호는 나머지 신호에 대한 간섭신호로 작용하므로 이를 수신신호에서 제거한다. 그림 3의 (a)와 같이 첫 번째 다중경로의 복원 신호를 채널보상, 스크램블링 및 채널코드로 재확산한 신호는 식 (3)과 같다.

$$\begin{aligned} \tilde{d}_{1,k,0}^I &= \tilde{d}_{1,k,0}^{II} + \tilde{d}_{1,k,0}^{IQ} + \tilde{d}_{1,k,0}^{QQ} + \tilde{d}_{1,k,0}^{QI} \\ &+ y_{1,k,0}^{PI} c_s^I(t-\tau_1) \cos \phi_1 + y_{1,k,0}^{PI} c_s^Q(t-\tau_1) \sin \phi_1 \\ &+ y_{1,k,0}^{PQ} c_s^Q(t-\tau_1)(-) \cos \phi_1 + y_{1,k,0}^{PQ} c_s^I(t-\tau_1) \sin \phi_1 \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \tilde{d}_{1,k,0}^{II} &= \tilde{y}_{1,k,0}^{DI} c_s^I(t-\tau_1) \cos \phi_1, \\ \tilde{d}_{1,k,0}^{IQ} &= \tilde{y}_{1,k,0}^{DI} c_s^Q(t-\tau_1) \sin \phi_1, \\ \tilde{d}_{1,k,0}^{QQ} &= \tilde{y}_{1,k,0}^{DQ} c_s^Q(t-\tau_1)(-) \cos \phi_1, \\ \tilde{d}_{1,k,0}^{QI} &= \tilde{y}_{1,k,0}^{DQ} c_s^I(t-\tau_1) \sin \phi_1 \\ \tilde{y}_{1,k,0}^{DI/Q} &= 1/2 \alpha_1 G_D \tilde{b}_{1,k,0}^{I/Q} d_k^{I/Q}(t-\tau_1), \\ \tilde{y}_{1,k,0}^{PI/Q} &= 1/2 \alpha_1 G_P \tilde{p}^{I/Q} c_p^I(t-\tau_1) \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 기호(\sim)는 복원 신호를 의미하며, 해석의 편의를 위해 채널추정이 완벽하게 이루어졌다고 가정한다.

첫 번째 다중경로 신호에 의한 간섭신호 제거는 수신신호 $d_{l,k}^{I/Q}$ 에서 β_0 에 비례한 식 (3)을 제거한다.

$$d_{l,k,0}^I = d_{l,k}^I - \beta_0 \tilde{d}_{1,k,0}^I \quad (5)$$

첫 번째 경로성분이 제거된 식 (5)를 SD_IRU_12와 SD_IRU_22에 입력한다. 첫 번째 경로신호를 처리하는 SD_IRU_12에서는 식 (5)에 첫 번째 간섭신호 제거단(stage $h=0$)에서 재생한 첫 번째 경로신호 $\beta_0 \tilde{d}_{1,k,0}^I$ 을 다시 더한다.

$$d_{1,k,1}^I = d_{1,k,0}^I + \beta_0 \hat{d}_{1,k,0}^I \quad (6)$$

식 (6)을 디스크램블링, 역확산, 칩주기 합산 및 레이크 결합기를 거쳐 첫 번째 경로 데이터 신호의 복원 신호를 식 (7)과 같이 얻는다.

$$\begin{aligned} \hat{y}_{1,k,1}^I &= \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K a_1 G_D [\hat{d}_k^I(t-\tau_1) - \hat{d}_k^Q(t-\tau_1) \\ &\quad c_s^Q(t-\tau_1)c_s^I(t-\tau_1)] \\ &+ \frac{1}{2} a_1 G_P [p^I(t-\tau_1)c_0^P(t-\tau_1)c_k^d(t-\tau_1) \\ &\quad - p^Q(t-\tau_1)a_{0,s}^P(t-\tau_1)a_{k,s}^{dI}(t-\tau_1)] \\ &+ [\sum_{k=2}^K \sum_{s=1}^K a_1 G_D [d_k^I(t-\tau_1)a_{k,s}^{dI}(t-\tau_1) \\ &\quad - d_k^Q(t-\tau_1)a_{k,s}^{dQ}(t-\tau_1)] \\ &+ \sum_{k=2}^K a_1 G_P \{ p^I(t-\tau_1)a_{0,s}^{pI}(t-\tau_1) \\ &\quad - p^Q(t-\tau_1)a_{0,s}^{pQ}(t-\tau_1) \} \\ &\quad \times a_{k,s}^{dI}(t-\tau_1) \cos(\phi_l - \phi_1) / 2 \\ &+ [\sum_{k=2}^K \sum_{s=1}^K a_1 G_D [d_k^Q(t-\tau_1)a_{k,s}^{dI}(t-\tau_1) \\ &\quad + d_k^I(t-\tau_1)a_{k,s}^{dQ}(t-\tau_1)] \\ &+ \sum_{k=2}^K a_1 G_P \{ p^Q(t-\tau_1)a_{0,s}^{pI}(t-\tau_1) \\ &\quad + p^I(t-\tau_1)a_{0,s}^{pQ}(t-\tau_1) \} \\ &\quad \times a_{k,s}^{dI}(t-\tau_1) \sin(\phi_l - \phi_1) / 2 \\ &+ \frac{n_c(t)}{2} a_{k,s}^{dI}(t-\tau_1) \cos \phi_1 \\ &+ \frac{n_s(t)}{2} a_{k,s}^{dI}(t-\tau_1)(-) \sin \phi_1 \end{aligned} \quad (7)$$

식 (7)에서 $a_{k,s}^{dIQ}(t-\tau_1)$ 과 $a_{0,s}^{pIQ}(t-\tau_1)$ 는 각각 $c_k^d(t-\tau_1)c_s^{IQ}(t-\tau_1)$ 과 $c_0^p(t-\tau_1)c_s^{IQ}(t-\tau_1)$ 과 같다. 그리고 두 번째 다중경로 데이터 신호의 복원은 $d_{1,k,0}^I$ 을 직접 디스크램블링, 역확산, 칩주기 합산 및 레이크 결합기를 통해 구한다.

한편, 두 번째 간섭신호 제거 과정은 두 개의 경로신호를 복원한 다음, 각각 데이터 결정 후 채널보상, 스크램블링 및 재확산을 통해 $\hat{d}_{1,k,1}^I$ 과 $\hat{d}_{2,k,1}^I$ 를 구한다. 그리고 식 (8)과 같이 β_1 배한 결과를 수신신호 $d_{i,k}^I$ 에서 제거한다.

$$d_{i,k,1}^I = d_{i,k}^I - \beta_1 \sum_{k=1}^K \hat{d}_{i,k,1}^I$$

$$\begin{aligned} &= d_{i,k}^I - \beta_1 [\sum_{k=1}^K \{ \hat{y}_{i,k,1}^{PI} c_s^I(t-\tau_i) \cos \phi_i \\ &\quad + \hat{y}_{i,k,1}^{PI} c_s^Q(t-\tau_i) \sin \phi_i \\ &\quad + \hat{y}_{i,k,1}^{PQ} c_s^Q(t-\tau_i)(-) \cos \phi_i \\ &\quad + \hat{y}_{i,k,1}^{PQ} c_s^I(t-\tau_i) \sin \phi_i \} \\ &\quad + \sum_{k=1}^K \{ y_{i,k,1}^{PI} c_s^I(t-\tau_i) \cos \phi_i \\ &\quad + y_{i,k,1}^{PI} c_s^Q(t-\tau_i) \sin \phi_i \\ &\quad + y_{i,k,1}^{PQ} c_s^Q(t-\tau_i)(-) \cos \phi_i \\ &\quad + y_{i,k,1}^{PQ} c_s^I(t-\tau_i) \sin \phi_i \}] \end{aligned} \quad (8)$$

식 (8)은 세 번째 간섭신호 제거단(stage $h=2$)에서 3개의 SD_IRU_13, SD_IRU_23, SD_IRU_33에 입력된다. 이상과 같이 네 번째 간섭신호 제거단(stage $h=3$)의 각 SD_IRU에서 신호 복원 및 재생과정을 수행한다. 마지막 간섭신호 제거단(stage $h=3$)에서 4개의 다중경로 신호를 재생하여 수신신호에서 제거한 다음, DDU에 입력되어 해당 경로신호만을 더함으로써 해당 다중경로 그룹 내에서는 단일 경로만이 남게 된다. 따라서 타 다중경로 성분의 간섭신호가 제거됨으로써 우수한 검출성능을 얻을 수 있다.

간섭신호 제거과정을 일반화하여 h -번째 간섭신호 제거단의 간섭신호 제거 후, i -번째 다중경로에 대해 DDU를 통해 얻은 I와 Q-채널의 최종 복원 데이터 $\hat{y}_{i,k,h}^I$, $\hat{y}_{i,k,h}^Q$ 는 식 (9)와 식 (12)와 같다. 식 (9)와 식 (12)에서 $C_{i,k,h}^I$ 과 $C_{i,k,h}^Q$ 은 I와 Q-채널에 대한 데이터 채널의 간섭 및 백색 가우시안 잡음항을 나타낸다. I-채널에 대한 간섭 및 잡음항 $C_{i,k,h}^I$ 은 5개 항으로 구성된다. 즉, 1) i -번째 다중경로의 직교 성분에 의한 자기 간섭(self interference) 성분 $S_{i,i,h}^I$, 2) i -번째 다중경로의 파일럿 신호에 의한 간섭성분 $I_{i,i,h}^I$, 3) 간섭신호 제거단에서 $(1-\beta_k)$ 에 비례하여 제거되지 않는 다중경로 간섭성분 $R_{i,i,h}^I$, 4) $(i+1)$ -번째 이후의 다중경로에 의한 간섭성분 $I_{i+1,h}^I$ 및 5) 백색 가우시안 잡음(AWGN) 성분 $N_{i,h}^I$ 으로 구성된다.

$$\hat{y}_{i,k,h}^I = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K a_1 G_D \hat{d}_k^I(t-\tau_i) + C_{i,k,h}^I \quad (9)$$

$$C_{i,k,h}^I = S_{i,i,h}^I + I_{i,i,h}^I + R_{i,i,h}^I + I_{i+1,h}^I + N_{i,h}^I \quad (10)$$

$$S_{i,i,h}^I = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K \alpha_i G_D \hat{d}_k^Q(t-\tau_i) a_{k,s}^{dQ}(t-\tau_i) c_s^I(t-\tau_i) \quad (11a)$$

$$I_{i,i,h}^I = \frac{1}{2} \alpha_i G_P [p^I(t-\tau_i) c_0^p(t-\tau_i) c_k^d(t-\tau_i) - p^Q(t-\tau_i) a_{0,s}^{pdQI}(i, i)] \quad (11b)$$

$$R_{i,i,h}^I = \frac{(1-\beta_{h-1})}{2} \sum_{l=1, l \neq i}^K \alpha_l G_D \{ \hat{d}_k^I(t-\tau_l) a_{k,s}^{dII}(l, i) - \hat{d}_k^Q(t-\tau_l) a_{k,s}^{ddQI}(l, i) \} \cos(\phi_l - \phi_i) + \alpha_i G_P \{ p^I(t-\tau_i) a_{0,s}^{pdII}(l, i) - p^Q(t-\tau_i) a_{0,s}^{pdQI}(l, i) \} \cos(\phi_l - \phi_i) + \frac{(1-\beta_{h-1})}{2} \sum_{l=1, l \neq i}^K \alpha_l G_D \{ \hat{d}_k^Q(t-\tau_l) a_{k,s}^{dII}(l, i) + \hat{d}_k^I(t-\tau_l) a_{k,s}^{ddQI}(l, i) \} \sin(\phi_l - \phi_i) + \alpha_i G_P \{ p^Q(t-\tau_i) a_{0,s}^{pdII}(l, i) + p^I(t-\tau_i) a_{0,s}^{pdQI}(l, i) \} \sin(\phi_l - \phi_i) \quad (11c)$$

$$I_{i+1,h}^I = \frac{1}{2} \sum_{l=\max(i,h)+1}^K \alpha_l G_D \{ \hat{d}_k^I(t-\tau_l) a_{k,s}^{dII}(l, i) - \hat{d}_k^Q(t-\tau_l) a_{k,s}^{ddQI}(l, i) \} \cos(\phi_l - \phi_i) + \alpha_i G_P \{ p^I(t-\tau_i) a_{0,s}^{pdII}(l, i) - p^Q(t-\tau_i) a_{0,s}^{pdQI}(l, i) \} \cos(\phi_l - \phi_i) + \frac{1}{2} \sum_{l=\max(i,h)+1}^K \alpha_l G_D \{ \hat{d}_k^Q(t-\tau_l) a_{k,s}^{dII}(l, i) + \hat{d}_k^I(t-\tau_l) a_{k,s}^{ddQI}(l, i) \} \sin(\phi_l - \phi_i) + \alpha_i G_P \{ p^Q(t-\tau_i) a_{0,s}^{pdII}(l, i) + p^I(t-\tau_i) a_{0,s}^{pdQI}(l, i) \} \sin(\phi_l - \phi_i) \quad (11d)$$

$$N_{i,h}^I = \frac{n_c(t)}{2} a_{k,s}^{dI}(t-\tau_i) \cos \phi_i + \frac{n_s(t)}{2} a_{k,s}^{dI}(t-\tau_i) (-) \sin \phi_i \quad (11e)$$

$$\hat{y}_{i,k,h}^Q = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K \alpha_i G_D \hat{d}_k^Q(t-\tau_i) + C_{i,k,h}^Q \quad (12)$$

$$C_{i,k,h}^Q = S_{i,i,h}^Q + I_{i,i,h}^Q + R_{i,h}^Q + I_{i+1,h}^Q + N_{i,h}^Q \quad (13)$$

식 (11a)~(11e)에서 $a_{k,s}^{ddI/Q}(l, i)$ 와 $a_{0,s}^{pdI/Q}(l, i)$ 는 식 (14)와 같다.

$$a_{k,s}^{ddI/Q}(l, i) = a_{k,s}^{dI/Q}(t-\tau_l) a_{k,s}^{dI/Q}(t-\tau_i) \\ a_{0,s}^{pdI/Q}(l, i) = a_{0,s}^{pI/Q}(t-\tau_l) a_{k,s}^{dI/Q}(t-\tau_i) \quad (14)$$

L개의 다중경로에 대해 그룹단위 반복 다중경로 간섭제거 알고리즘 성능을 분석하기 위해 데이터 채널의 채널코드에 의한 역확산 신호의 잡음 분산값을 구한다. 먼저, 식 (11a)~(11e)의 역확산 항을 식 (15)와 같이 정의한다.

$$\Gamma_{i,i}^{dd} = \frac{1}{T} \int_0^T a_{k,s}^{ddI/Q}(l, i) \cos(\phi_l - \phi_i) dt \\ = \frac{1}{T} \int_0^T a_{k,s}^{ddI/Q}(l, i) \sin(\phi_l - \phi_i) dt \\ \Gamma_{i,i}^{pd} = \frac{1}{T} \int_0^T a_{0,s}^{pdI/Q}(l, i) \cos(\phi_l - \phi_i) dt \\ = \frac{1}{T} \int_0^T a_{0,s}^{pdI/Q}(l, i) \sin(\phi_l - \phi_i) dt \quad (15)$$

식 (15)의 각 항은 채널코드의 확산부호의 상호 상관을 나타내며, 비동기 채널에서 각 항의 분산값은 식 (16)과 같이 주어진다^[7].

$$Var[\Gamma_{i,i}^{dd}] = Var[\Gamma_{i,i}^{pd}] = \frac{1}{3N_1} \quad (16)$$

따라서 다중경로 간섭신호를 그룹단위 반복 간섭신호 제거 알고리즘에 의한 h-번째 간섭신호 제거 후, i-번째 다중경로에 대한 데이터 채널의 역확산 검출신호의 I-채널과 Q-채널의 분산값은 식 (17)과 같다.

$$\eta_{i,k,h}^{DI} = \eta_{i,k,h}^{DQ} = Var[\hat{y}_{i,k,h}^D] = Var[\hat{y}_{i,k,h}^Q] \\ = \frac{1}{3N_1} G_p^2 E[a_i^2] + \frac{(1-\beta_{h-1})^2}{3N_1} \\ \times \sum_{l=1, l \neq i}^K [KG_D^2 + G_P^2] E[a_l^2] + \frac{1}{3N_1} \\ \sum_{l=\max(i,h)+1}^K [KG_D^2 + G_P^2] E[a_l^2] + \frac{N_0}{8} \quad (17)$$

여기서 i-번째 다중경로의 직교성분에 의한 자기간섭성분은 확산부호의 직교성질에 의해 무시한다. 식 (17)의 마지막 항은 양측 스펙트럼 $N_0/2$ 을 갖는 백색 가우시안 잡음(AWGN) 성분의 저역통과필터 후의 잡음전력을 나타낸다.

간섭제거 성능을 비교하기 위한 직렬간섭제거 알고리즘은 GWI-MPIC 알고리즘에서와 같은 방법으로 그룹을 나누고 각 그룹 내에서 직렬로 간섭제거를 수

행한다. 직렬간섭제거 알고리즘에서 h -번 간섭제거 후, $(h+1)$ -번째 경로 신호의 데이터 채널 분산값은 식 (18)과 같다.

$$\eta_{h+1,h}^{DI} = \frac{2}{3N_1} G_P^2 E[a_{h+1}^2] + \frac{2}{3N_1} K G_D^2 G_P^2 [K+1] \times \sum_{i=h+2}^L E[a_i^2] E[a_{h+1}^2] + \frac{N_0}{4} G_P^2 E[a_{h+1}^2] \quad (18)$$

한편, 다중경로의 그룹단위 반복 다중경로 알고리즘에 의한 h -번째 간섭신호 제거 후, i -번째 경로의 신호 대 간섭잡음비(SINR: signal to interference noise ratio)는 식 (19)와 같다.

$$SINR_{i,k,h}^{I/Q} = \frac{[\hat{y}_{i,k,h}^{DI/Q}]^2}{\eta_{i,k,h}^{DI/Q}} \quad (19)$$

여기서 데이터 채널의 비트 발생확률이 동일하다고 가정할 때, h -번째 간섭신호 제거 후, i -번째 경로의 시불변 감쇄계수(경로이득) α_i 에 대한 조건 오류율은 식 (20)과 같다.

$$P_{e,i,k,h}(a_i) = P\{\hat{y}_{i,k,h}^{DI/Q} < 0 \mid d_{i,k,h}^{I/Q} = +1\} = P\{\hat{y}_{i,k,h}^{DI/Q} > 0 \mid d_{i,k,h}^{I/Q} = -1\} = Q(\sqrt{SINR_{i,k,h}^{I/Q}}) \quad (20)$$

IV. 성능 분석

동기식 HSDPA 시스템에서 다중경로에 대한 그룹단위 반복 다중경로 간섭제거 알고리즘 성능을 수치분석을 통해 평가하였다. 이를 위해 L 개의 다중경로 전력은 내림차순으로 정렬되어 있고, 위상 추정과 칩의 동기획득이 완벽하게 이루어진다고 가정한다. 그리고 최대 다중경로와 다중코드를 각각 $L=6$, $K=10$ 을 적용하였으며, 채널코딩은 고려하지 않는다. 성능평가를 위한 오류율은 간섭제거 경로수에 대한 평균을 취한 평균 오류율로 평가하였다.

그림 4는 간섭제거 가중인자(β_h)에 대한 다중경로의 평균 오류율 성능을 나타낸다. 여기서 SNR = 4와 18 dB에 대해 성능을 얻었다. 그룹내의 간섭신호 제거단에서 다중경로 간섭을 반복적으로 제거할 때, β_h 가 '0'에 가까울수록 성능이 저하됨을 확인할

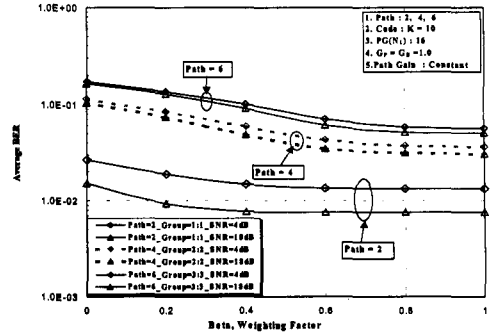


그림 4. 간섭제거 가중인자(β_h)에 대한 평균 오류율 성능
Fig. 4. Average BER performance for weighting factor (β_h) of interference cancellation.

수 있다. 성능 곡선에 의하면, 다중경로수가 증가할수록 성능저하가 뚜렷하여 다중경로수가 많은 경우 SNR에 따른 성능 차이가 크지 않았다. 또한 β_h 가 커지면서 성능이 향상되지만 ' $\beta_h=0.6$ ' 이후로 성능 향상이 둔화되어 ' $\beta_h=0.8$ ' 이후는 거의 동일한 결과를 나타낸다. 따라서 이 후의 GWI-MPIC 알고리즘의 성능은 ' $\beta_h=0.8$ '로 하여 평가하였다.

그림 5는 다중경로 수($L=2, 4, 6$)에 대한 GWI-MPIC 알고리즘의 평균 오류율 성능을 나타낸다. 경로수에 따라 2개의 그룹으로 나누었으며, 그룹별로 동일한 경로수를 처리하도록 하였으며, 다중경로 이득은 일정('1')하게 가정하였다. 그리고 다중경로 간섭성분을 제거하지 않는 기존 검출방식(Con_data)과 직렬간섭제거(SIC_data) 알고리즘 성능과 비교하였

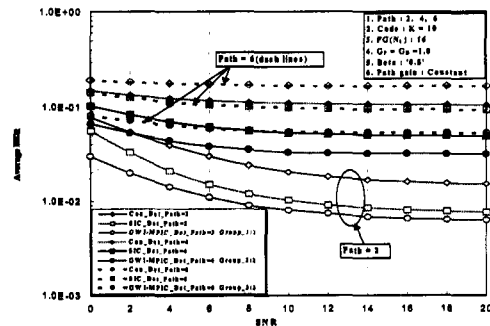


그림 5. 다중경로수에 대한 GWI-MPIC 알고리즘의 평균 오류율 성능
Fig. 5. Average BER performance of GWI-MPIC for the number of multipath L .

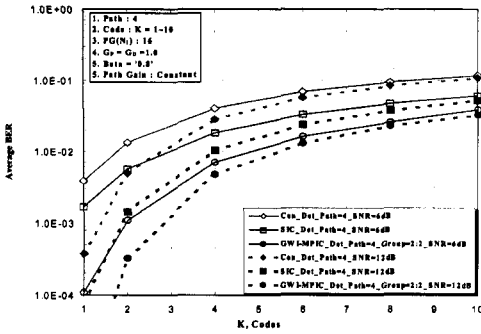


그림 6. 다중코드 K에 대한 평균 오류율 성능
Fig. 6. Average BER performance of the number for multicode K.

다. 평균 오류율 성능을 보면, 다중경로수가 증가함에 따라 성능저하가 급격하게 일어남을 알 수 있다. 경로수 $L=2$ 인 경우 직렬간섭제거(SIC_data) 알고리즘 성능과의 차이가 상대적으로 적지만, 경로수 $L=4, 6$ 인 경우 성능차이가 더 커짐으로써 GWI-MPIC 알고리즘 성능이 우수함을 보여준다.

한편, HSDPA 시스템 규격에 따르면 다중코드(multicode)는 'K=10'으로 권고하고 있다. 따라서 그림 6은 다중코드가 'K=10'에 가까울수록 다중경로 간섭량이 증가하여 평균 오류율 성능이 포화되는 것을 보여준다. 두 가지 SNR = 6 dB과 12 dB에 대해 K가 증가할 수록 성능이 서로 근접해진다. 이것은 SNR의 증가효과보다 간섭량의 증가가 크기 때문이다. 따라서 우수한 성능을 얻기 위해서는 다중코드간 간섭제거가 필요함을 의미한다.

그림 7은 다중경로수 $L=4, 6, 8$ 에 대해 선형단조감소 특성을 갖는 다중경로 이득 변화에 따른 성능을 비교하였다. 이것은 다중경로 이득이 일정이득('1')인 경우와 비교하기 위한 것이다. 여기서 선형단조감소 이득은 다중경로에 따라 이득을 '1'에서 '0.1'씩 감소하도록 한 것이다. 그림 6의 일정이득('1') 성능과 비교하면, 선형단조감소 이득 성능이 훨씬 더 우수한 결과를 나타냈다. 이것은 첫 번째 경로를 포함하여 앞 부분 경로들의 전력의 크기 때문에 큰 전력성분의 간섭제거 후 남아있는 간섭전력이 적기 때문이다.

그림 8은 데이터 및 파일럿 채널신호에 3가지 동일한 확산이득 PG를 적용하였을 때의 다중경로수

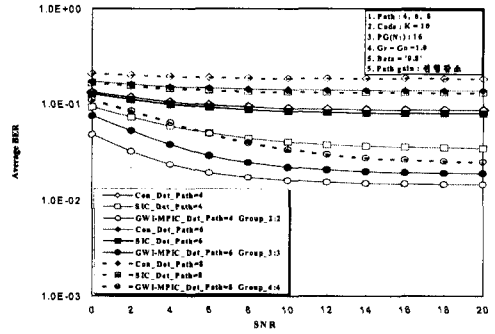


그림 7. 다중경로 이득의 선형단조감소에 따른 평균 오류율 성능비교

Fig. 7. Average BER performance comparison for multipath channel gains with monotonic linear reduction.

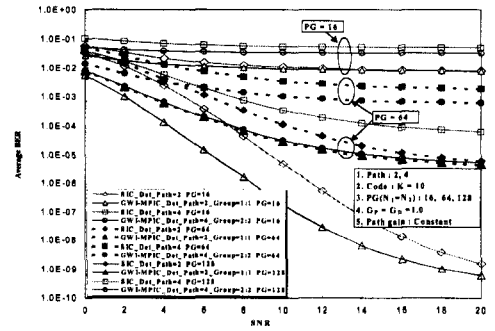


그림 8. 확산이득(PG = 16, 64, 128)의 평균 오류율 성능
Fig. 8. Average BER performance for processing gain (PG = 16, 64, 128).

($L=2, 4$)에 따른 성능변화를 나타낸다. 여기서 GWI-MPIC 알고리즘은 동일 경로수를 갖는 2개의 다중경로 그룹으로 나눈 것이다. PG가 클수록 SNR이 증가함에 따라 성능향상이 크게 일어난다. 특히, PG=128의 경우, 경로수 $L=2$ 에서 GWI-MPIC 알고리즘 성능이 직렬간섭제거(SIC-data) 알고리즘 성능보다 약 3 dB의 우수한 결과를 나타낸다. 또한 경로수 $L=2$ 와 $L=4$ 의 성능 차이가 더욱 두드러진다. 그러나 PG가 낮을 경우 성능 개선이 매우 적음을 알 수 있다. 이것은 간섭량의 영향이 경로수에 의한 것보다는 확산이득에 따른 감소가 훨씬 크기 때문이다.

분석을 통해 얻은 성능결과를 간섭제거 가중인자 (β_k), 다중경로 수(L), 다중 코드수(K) 및 확산이득 (PG) 변수에 대해 정리하면 표 1과 같다.

표 1. 각 변수에 대한 평균 BER 성능
Table 1. Average BER performance for each parameter.

변수(parameters)		Average BER		
간섭제거 가중인자 (β_k) ($L=4, K=10$)	SNR = 6 dB	5.5×10^{-2}	3.9×10^{-2}	3.5×10^{-2}
	12 dB	4.9×10^{-2}	3.5×10^{-2}	3.2×10^{-2}
다중경로(L) (PG=16, $K=10$)	SNR = 6 dB	1.0×10^{-2}	3.8×10^{-2}	5.9×10^{-2}
	12 dB	7.3×10^{-3}	3.2×10^{-2}	5.4×10^{-2}
다중코드(K) ($L=4$, PG=16)	SNR = 6 dB	7.1×10^{-3}	1.6×10^{-2}	2.6×10^{-2}
	12 dB	4.7×10^{-3}	1.3×10^{-2}	2.3×10^{-2}
확산이득 (PG) ($L=4, K=10$)	SNR = 6 dB	3.6×10^{-2}	2.1×10^{-3}	2.1×10^{-4}
	12 dB	3.3×10^{-2}	8.7×10^{-4}	1.7×10^{-5}

V. 결 론

논문은 W-CDMA 동기식 HSDPA 시스템에서 다중경로 검출성능을 향상시키기 위해 다중경로 간섭성분에 대한 그룹단위 반복 다중경로 간섭제거(GWI-MPIC) 알고리즘을 적용하여 시스템 모델링을 통해서 오류율 성능을 수식으로 유도하고 수치해석으로 분석한 것이다. 성능분석은 간섭제거 가중인자(β_k)와 여러 가지 다중경로 수에 대한 평균 오류율 성능, 다중코드 K 변화 및 선형단조감소 다중경로 채널이득에서의 간섭제거 오류율 성능변화 등에 대해 수행하였다. 그리고 확산이득(PG=16, 64, 128)에 따른 오류율 성능을 분석하였다. GWI-MPIC 알고리즘은 다중경로 직렬간섭제거(SIC: successive interference cancellation) 알고리즘 성능과 비교하였다.

성능분석 결과에 의하면, 간섭제거 가중인자(β_k)에 따른 성능이 ' $\beta_k=0.8$ '에서 최적 평균 BER 성능을 얻었다. 다중경로수 ' $L=6$ '에서 오류율 성능이 급격히 저하되었으나 경로수가 증가할수록 직렬간섭제거(SIC) 알고리즘 성능보다 우수함을 알 수 있었다. 다중코드 ' $K=8$ ' 이상에서는 다중경로수에 비례한 간섭

전력의 증가로 성능 저하가 두드러졌다. 그리고 확산이득 'PG=128'인 경우 다중경로 수 ' $L=2$ '와 BER= 1.0×10^{-5} 에서 직렬간섭제거 알고리즘 성능보다 3 dB 정도 우수한 결과를 얻었다. 또한 다중경로 페이딩 채널이득이 선형단조 감소한 경우 일정이득('1') 변화 성능보다 우수한 결과를 나타냈다.

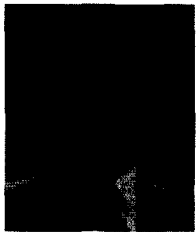
향후의 연구는 동기식 HSDPA 시스템의 성능해석 결과식을 바탕으로 해서 시스템 환경에 맞는 시뮬레이션을 통해 다양한 성능평가 연구가 필요할 것으로 판단한다.

참 고 문 헌

- [1] 3GPP TR25.848 V4.0.0(2001.3), *Physical layer aspects of UTRA high speed downlink packet access*(Release 4).
- [2] 3GPP TR25.212 V5.2.0(2002.9), *Technical specification group radio access network: spreading and modulation(FDD)*(Release 5).
- [3] K. B. Letaief, J. C-I. Chuang and R. D. Murch, "Multicode high-speed transmission for wireless mobile communication", in *Proc. IEEE VTC'95*, pp. 1835-1839, 1995.
- [4] D. -W. Hsiung, J. -F. Chang, "Performance of multicode CDMA in a multipath fading channel", *IEE Proc. on Comm.*, vol. 147, no. 6, pp. 365-370, Dec. 2000.
- [5] C-D. Iskander, P. T. Mathiopoulos, "Performance of multicode DS/CDMA with noncoherent M-ary orthogonal modulation in multipath fading channels", in *Proc. IEEE VTC'02*, pp. 1210-1214, 2002.
- [6] S. I. Kim, H. S. Lee, "Performance improvement of RAKE receiver for a multicode DS-CDMA system with multistage interference cancellation detectors", in *Proc. IEEE TENCON'99*, vol. 1, pp. 573-576, Sep. 1999.
- [7] R. Hu, A. Huang, H. Wang and W. Gu, "Multipath interference cancellation and modified RAKE receiver", in *Proc. IEEE VTC'01*, pp. 1508-1512, 2001.
- [8] J. Chen, J. Wang and M. Sawahashi, "MCI cancel-

- llation for multicode wideband CDMA systems", *IEEE Journal on JSAC*, vol. 20, no. 2, pp. 450-462, Feb. 2002.
- [9] K. Higuchi, A. Fujiwara and M. Sawahashi, "Multipath interference canceller for high-speed packet transmission with adaptive modulation and coding scheme in W-CDMA forward link", *IEEE Journal on JSAC*, vol. 20, no. 2, pp. 419-432, Feb. 2002.
- [10] H. Wang, V. Haikola and J. Lilleberg, "Advanced high-speed packet access receiver for WCDMA multicode transmissions with high-order modulation", in *Proc. IEEE PIMRC'02*, pp. 1068-1072, 2002.
- [11] F. Wijk, G. M. J. Janssen and R. Prasad, "Groupwise Successive Interference Cancellation in a DS/CDMA System", *Proceedings of IEEE PIMRC*, pp. 742-746, 1995.
- [12] T. Okabe, S. Hirose, H. Murata and S. Yoshida, "Iterative Multiuser Interference Canceller for DS-CDMA", *Proceedings of IEEE PIMRC*, pp. 55-59, 1999.

구 제 길



1984년 2월: 성균관대학교 전자공학과 (공학사)

1986년 2월: 성균관대학교 전자공학과 (공학석사)

1996년 3월~2001년 2월: 성균관대학교 전자공학과 (공학박사)

1986년 1월~1998년 1월: 삼성전자

(주) 정보통신(본) 정보통신 및 CDMA 개발연구소 근무 (선임연구원)

1998년 3월~현재: 용인송담대학 디지털전자정보과 조교수

[주 관심분야] 디지털통신, 이동 및 무선통신, IMT-2000 CDMA 시스템 개발과 신호 처리기술 등